

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平5-315992

(43)公開日 平成 5 年(1993)11月26日

(51)Int.Cl.⁵

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H 0 4 B 1/26

U

H 0 4 L 27/22

Z 9297-5K

審査請求 未請求 請求項の数 4 (全 8 頁)

(21)出願番号 特願平4-143416

(22)出願日 平成 4 年(1992) 5 月 8 日

(71)出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

(72)発明者 小野田 雅浩

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

富士通株式会社内

(72)発明者 戸田 善文

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

富士通株式会社内

(74)代理人 弁理士 小林 隆夫

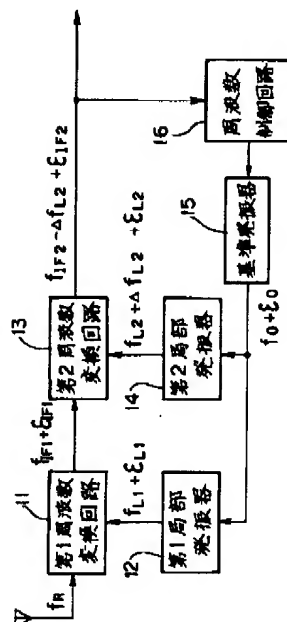
(54)【発明の名称】 受信回路

(57)【要約】 (修正有)

【目的】 位相同期ループ構成の局部発振器の周波数同期時間の高速化を図る。

【構成】 第1局部発振器12と、変調された受信信号を第1局部発振器12の出力を用いて第1中間周波信号に変換する第1周波数変換回路11と、位相同期ループで構成された第2局部発振器14と、第2局部発振器14の出力を用いてこの第1中間周波信号を第2中間周波信号に変換する第2周波数変換回路13と、第1局部発振器12と第2局部発振器14に周波数基準となる基準発振出力を供給する可変周波数形の基準発振器15と、第2周波数変換回路13の第2中間周波数の所望値からの誤差に基づいてその誤差を抑圧するように基準発振器15の発振周波数を制御する自動周波数制御回路16とを備え、第2局部発振器14の発振周波数に対し、基準発振器15の発振周波数との公約数周波数が大となるように許容範囲内でその真値に対して偏差を持たせる。

本発明に係る原理説明図



【特許請求の範囲】

【請求項1】 第1局部発振器(12)と、
変調された受信信号を該第1局部発振器(12)の出力を用いて第1中間周波信号に変換する第1周波数変換回路(11)と、
位相同期ループで構成された第2局部発振器(14)と、
該第1中間周波信号を該第2局部発振器(14)の出力を用いて第2中間周波信号に変換する第2周波数変換回路(13)と、
該第1局部発振器と該第2局部発振器に周波数基準となる基準発振出力を供給する可変周波数形の基準発振器(15)と、
該第2周波数変換回路の第2中間周波数の所望値からの誤差に基づいてその誤差を抑圧するように該基準発振器の発振周波数を制御する自動周波数制御回路(16)とを備え、
該第2局部発振器の発振周波数に対し、該基準発振器の発振周波数との公約数周波数が大となるように許容範囲内でその真値に対して偏差を持たせるよう構成したことを特徴とする受信回路。

【請求項2】 位相同期ループで構成された局部発振器と、
該局部発振器の出力を用いて中間周波信号に変換する周波数変換回路と、
該局部発振器に周波数基準となる基準発振出力を供給する可変周波数形の基準発振器と、
該周波数変換回路の中間周波数の所望値からの誤差に基づいてその誤差を抑圧するように該基準発振器の発振周波数を制御する自動周波数制御回路とを備え、
該局部発振器の発振周波数に対し、該基準発振器の発振周波数との公約数周波数が大となるように許容範囲内でその真値に対して偏差を持たせるよう構成したことを特徴とする受信回路。

【請求項3】 該第2局部発振器は、
該基準発振器からの基準発振出力を分周する第1の分周器と、
該第2局部発振器の出力を分周する第2の分周器と、
該第1の分周器の出力と第2の分周器の出力を位相比較する位相比較器と、
該位相比較器の比較結果に応じて出力の発振周波数が制御されてその出力を第2局部発振出力とする可変周波数形発振器とを含み構成された請求項1または2記載の受信回路。

【請求項4】 該自動周波数制御回路は、所望値として本来の中間周波数の真値に局部発振周波数の偏差を含ませたものを用いるよう構成された請求項1～3の何れかに記載の受信回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、中間周波信号を得るための局部発振器として位相同期ループ(PLL)回路を用いた受信回路に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 例えばディジタル移動通信システムにおいては、一般に、基地局または移動機の受信機にダブルスーパーヘテロダイン受信方式が用いられており、受信したRF信号を第1の中間周波信号に変換しそれを更に第2の中間周波信号に変換してから、その第2中間周波信号を復調回路で復調してベースバンド信号を得ている。

【0003】 またかかるディジタル移動通信システムにおいては、 $\pi/4$ シフトQPSK変調方式などのディジタル変調方式が採用されつつある。かかるディジタル変調方式では、送信周波数とともに、復調回路に入力される受信周波数(第2中間周波数)の高精度の安定化が要求される。

【0004】 図4には第2中間周波数の高安定化を図った移動機用の受信回路の構成例が示される。この例は受信方式としてダブルスーパーヘテロダイン受信方式を、変調方式として $\pi/4$ シフトQPSK変調方式を採用したディジタル移動通信システムに適用されるものであり、基地局からのRF信号の周波数として820MHz～900MHz程度、第1中間周波数として130MHz、第2中間周波数として455kHz(したがって第2局部発振周波数として129.545MHz)が用いられている。ここで基地局からのRF信号の周波数は0.1ppm程度の高安定度のものである。

【0005】 図4において、アンテナで受信されたRF信号は混合器1により第1局部発振器2の出力を用いて第1中間周波信号に変換され、さらにその第1中間周波信号は混合器3により第2局部発振器4'の出力を用いて第2中間周波信号に変換される。この第1局部発振器2は位相同期ループによる周波数シンセサイザで、また第2局部発振器4'は位相同期ループで構成される。また第1、第2局部発振器2、4'の動作の周波数基準として3ppm程度の精度を持つ基準発振器5の発振周波数(12.8MHz)が用いられる。

【0006】 混合器3から出力される第2中間周波信号は、後段の復調回路(図示しない)に入力されてベースバンド信号が復調されると共に、自動周波数制御回路6に入力されてその真値 f_{IF2} からの誤差 ϵ_{IF2} が検出される。自動周波数制御回路6はその誤差 ϵ_{IF2} が無くなるように基準発振器の発振周波数を制御する。このように、周波数安定度が0.1ppm程度と高精度な基地局からの受信波を参照してAFC動作を行うことにより、基準発振器5は低精度のものであるにもかかわらずその発振周波数を高安定化することができ、よって第2中間周波信号の周波数安定度も高めることができる。

【0007】 図5には第1局部発振器2の構成例が示される。この第1局部発振器2では、電圧制御発振器21

3

からの出力は可変分周器22で分周(25kHzに分周)されて、位相比較器23の一方に入力端子に入力される。この位相比較器23の他方の入力端子には基準発振器5からの出力が分周器24で分周(25kHzに分周)されて入力されている。位相比較器23はこの二つの入力波の位相誤差を検出し、その位相誤差を積分器25を通して電圧制御発振器21に制御電圧として供給する。これにより電圧制御発振器21の出力(第1局部発振器2の出力)は基準発振器5の出力に位相同期させられる。なお、可変分周器22の分周比は受信チャネルの切替え時にその選局データに基づいて第1中間周波数f

IF1を一定とするよう制御される。
【0008】図6には第2局部発振器4'の構成例が示される。この第2局部発振器4'では、電圧制御発振器41'の出力は分周器42で分周(5kHzに分周)されて、位相比較器43の一方の入力端子に入力される。この位相比較器43の他方の入力端子には基準発振器5からの出力が分周器44で分周(5kHzに分周)されて入力されている。位相比較器73はこの二つの入力波の位相誤差を検出してその位相誤差を積分器45を通して電

圧制御発振器41'に制御電圧として供給する。これにより電圧制御発振器41'の出力(第2局部発振器4の出力)は基準発振器5の出力に位相同期させられる。

【0009】
【発明が解決しようとする課題】ディジタル移動通信システムの移動機では、電源として電池を使用するため低消費電力化を図る必要があり、そのため間欠受信によるバッテリーセービングを行っている。この間欠受信は例えば700mSの周期で7mSだけ受信機を動作させて受信を行うというものであるが、この間欠受信時にも、復調回路に入力される第2中間周波信号は高精度な周波数安定度が得られなければならない、周波数安定度が悪いと復調回路における復調に際してビット誤りを生じる。

【0010】一方、第2局部発振器4'は位相同期ループ構成であるため、その電圧制御発振器41'の出力と基準発振器5の出力とを位相比較するが、この位相比較のため、両方の周波数を同じにする必要がある。このため分周器42、44でそれぞれの発振出力を分周してそれらの最大公約数となる周波数まで落としている。すわなち、12、8MHzの基準発振器5の出力を分周器44で5kHzに落とし、124、545MHzの第2局部発振器4の出力を分周器42で5kHzに落としている。

【0011】このように、第2局部発振器4'はその発振周波数と基準発振器5の発振周波数との関係から、位相同期ループの比較周波数(両方の発振周波数の最大公約数となる周波数で、ここでは5kHz)が限定され、よって第2局部発振器4'の周波数同期時間の高速化には限界がある。

【0012】このため、従来は第2局部発振器4の電圧制御発振器41'として、VCO(電圧制御形水晶発

4

振器)等のゲインが比較的安く短期安定度が良いものを用いており、それにより間欠受信中に発振周波数変動しないようにしている。ところが、このようにVCOは、SAW(表面弾性波)による電圧制御発振器などに比べて回路が大型となるし、また高価でもある。

【0013】本発明はかかる事情に鑑みてなされたものであり、その目的とするところは、位相同期ループ構成の局部発振器の周波数同期時間の高速化を図ることにあり、それによりその電圧制御発振器としてSAW電圧制御発振器などのような短期安定度が比較的悪いが、ゲインが高く、しかも回路の小型化が可能な発振器も使用できるようにすることにある。

【0014】

【課題を解決するための手段】図1は本発明に係る原理説明図である。本発明の受信回路は、一つの形態として、第1局部発振器12と、変調された受信信号を第1局部発振器12の出力を用いて第1中間周波信号に変換する第1周波数変換回路11と、位相同期ループで構成された第2局部発振器14と、第2局部発振器12の出力を用いて第1中間周波信号を第2中間周波信号に変換する第2周波数変換回路13と、第1局部発振器12と第2局部発振器14に周波数基準となる基準発振出力を供給する可変周波数形の基準発振器15と、第2周波数変換回路13の第2中間周波数の所望値からの誤差に基づいてその誤差を抑圧するように基準発振器15の発振周波数を制御する自動周波数制御回路16とを備え、第2局部発振器14の発振周波数に対し、基準発振器15の発振周波数との公約数周波数が大となるように許容範囲内でその真値に対して偏差を持たせるよう構成したことを特徴とするものである。

【0015】また本発明の受信回路は、他の形態として、位相同期ループで構成された局部発振器と、この局部発振器の出力を用いて、変調された受信信号を中間周波信号に変換する周波数変換回路と、局部発振器に周波数基準となる基準発振出力を供給する可変周波数形の基準発振器と、周波数変換回路の中間周波数の所望値からの誤差に基づいてその誤差を抑圧するように基準発振器の発振周波数を制御する自動周波数制御回路とを備え、局部発振器の発振周波数に対し、基準発振器の発振周波数との公約数周波数が大となるように許容範囲内でその真値に対して偏差を持たせるよう構成したことを特徴とするものである。

【0016】上述の第2局部発振器は、基準発振器からの基準発振出力を分周する第1の分周器と、第2局部発振器の出力を分周する第2の分周器と、第1の分周器の出力と第2の分周器の出力を位相比較する位相比較器と、位相比較器の比較結果に応じて出力の発振周波数が制御されてその出力を第2局部発振出力とする可変周波数形発振器とを含み構成することができる。

【0017】また自動周波数制御回路では、所望値とし

て本来の中間周波数の真値に局部発振周波数の偏差を含ませたものを用いることができる。

【0018】

【作用】第1の形態の受信回路においては、第2局部発振周波数に許容範囲内で故意に偏差を持たせてあり、それにより第2局部発振器14内の位相同期ループの位相比較周波数を従来よりも高くとれるようにしてある。同様に第2の形態の受信回路においては、局部発振周波数に許容範囲内で故意に偏差を持たせてあり、それにより局部発振器内の位相同期ループの位相比較周波数を従来よりも高くとれるようにしてある。これにより位相同期ループの周波数同期時間の高速化を図ることができる。

【0019】

【実施例】以下、図面を参照して本発明の実施例を説明する。図2には本発明の一実施例としての受信回路の全体構成が示される。この実施例の受信回路はデジタル移動通信システムの移動機に搭載されるものであり、変

$$f_{IF1} + \epsilon_{IF1} = f_R - (f_{L1} + \epsilon_{L1}) = (f_R - f_{L1}) - \epsilon_{L1}$$

である。

【0022】3は混合器1から出力される第1中間周波信号を周波数 f_{IF2} の第2中間周波信号に変換するための混合器（または第2周波数変換回路）、4は混合器3に対して周波数変換のための周波数 f_{L2} の第2局部発振出力を供給する第2局部発振器である。この第2局部発振器4の構成が図3に示される。この構成は前述の図6で示したものとほぼ同じであるが、位相同期ループ内の電圧制御発振器としては、電圧制御形水晶発振器（VCO）41'に換えて、SAW（表面弾性波）形の電圧制御発振器41が用いられている点が相違する。

【0023】混合器3から出力される第2中間周波信号の周波数はその真値が f_{IF2} であり、第2局部発振器4の発振周波数はその真値が f_{L2} であるが、本発明ではこの真値 f_{L2} に加えて、許容される範囲で故意に周波数偏差 Δf_{L2} を持たせてある。この周波数偏差 Δf_{L2} の大きさは、第2局部発振器4における位相比較のための周波数を高くする値、すなわち基準発振器5の出力の周波数 f_0 と第2局部発振器4の出力の周波数 $f_{L2} + \Delta f_{L2}$ の最大公約数の周波数が、従来の周波数 f_0 （12.8MHz）と f_{L2} （129.545MHz）の最大公約数の周波数（5kHz）よりも高くなる値であり、かつ、この周波数偏差 Δf_{L2} に基づいて第2中間周波数がその真値 f_{IF2} から周波数偏差（ $-\Delta f_{L2}$ ）を生じて、後段にある復調回路において復調に際して誤り率が大きくならない程度の許容される範囲の値とされる。

【0024】例えば基準発振器5の発振周波数 f_0 を12.8MHzとしたとき、第2局部発振器の発振周波数の真値 $f_{IF2} = 129.545$ MHzに対して172Hzの周波数偏差 Δf_{L2} を持たせ、この偏差を持った第2中間周波数を129.544828MHzとする。

【0025】このように、第2局部発振器では、分周器

調方式としては $\pi/4$ シフトQPSK変調方式を用い、受信方式としてはダブルスーパーヘテロダイン受信方式を用いている。

【0020】ここで、1はアンテナで受信した周波数 f_R のRF信号を周波数 f_{IF1} の第1中間周波信号に変換するための混合器（または第1周波数変換回路）、2は混合器1に対して周波数変換のための周波数 f_{L1} の第1局部発振出力を供給する第1局部発振器である。この第1局部発振器2の構成は前述の図5で示したものと同じである。

【0021】第1局部発振器2の発振周波数はその真値が f_{L1} 、混合器1から出力される第1中間周波信号の周波数はその真値が f_{IF1} であるが、この第1局部発振器2の発振周波数は真値 f_{L1} に対して温度変動や経時変化等に起因する誤差 ϵ_{L1} を含むので、第1中間周波信号の周波数もその真値 f_{IF1} に誤差 ϵ_{IF1} を含む。すなわち、第1中間周波数の実際の値は、

42をm分周器、分周器44をn分周器とし、基準発振器5の基準周波数を f_0 、電圧制御発振器41の発振周波数を f_V 、位相同期ループの比較周波数を f_C 、第2局部発振周波数の真値を f_{L2} とすると、

$$f_C = f_0 / n = f_V / m$$

となるが、ここで、従来は電圧制御発振器41の発振周波数 f_V が、

$$f_V = f_{L2}$$

であったのに対して、本発明では、

$$f_V = f_{L2} + \Delta f_{L2}$$

のように偏差 Δf_{L2} を持たせてあるものである。

【0026】なお第2局部発振器4の発振周波数は真値 f_{L2} に対して温度変動や経時変化等に起因する誤差 ϵ_{L2} を含むので、第2中間周波信号の周波数もこの誤差 ϵ_{L2} に起因してその真値 f_{IF2} に対して誤差 ϵ_{IF2} を含む。すなわち、第2中間周波数の実際の値は、周波数偏差 Δf_{L2} も含めると、

$$\begin{aligned} f_{IF2} - \Delta f_{L2} + \epsilon_{IF2} &= (f_{IF1} + \epsilon_{IF1}) - (f_{L2} + \Delta f_{L2} + \epsilon_{L2}) \\ &= \{ (f_R - f_{L1}) - \epsilon_{L1} \} - (f_{L2} + \Delta f_{L2} + \epsilon_{L2}) \\ &= (f_R - f_{L1} - f_{L2}) - \Delta f_{L2} - (\epsilon_{L1} + \epsilon_{L2}) \end{aligned}$$

である。

【0027】5は低精度（3ppm程度）の電圧制御発振器で構成される基準発振器であり、位相同期ループからなる第1局部発振器2と第2局部発振器4に対して周波数基準となる周波数（真値 f_0 + 誤差 ϵ_0 ）の基準発振出力を供給する。この基準発振器5の出力はまた送信信号の搬送波を作成するためにも用いられる。

【0028】6は自動周波数制御（AFC）回路であり、混合器3から出力される第2中間周波信号の周波数を測定し、その実測値と所望値との誤差を検出し、その誤差をアナログ電圧に変換して制御電圧として基準発振

器5に供給することにより、その誤差を低減するように基準発振器5の発振周波数を制御しているものである。自動周波数制御回路6は、この誤差検出のために所望値をテーブルとして持つ。この所望値は第2中間周波信号の周波数の真値 f_{IF2} に、第2局部発振器4の出力の周波数偏差 Δf_{L2} を含ませたもの、すなわち $(f_{IF2} - \Delta f_{L2})$ に設定される。

【0029】したがって、本実施例回路では、自動周波数制御回路6により、混合器3から出力される第2中間周波信号の周波数が、

$$f_{IF2} - \Delta f_{L2} = f_R - f_{L1} - f_{L2} - \Delta f_{L2}$$

になるようAFC動作が行われる。このように、周波数安定度が高い基地局からの受信RF信号を参照してAFC動作により制御されるものであるから、誤差 ϵ_{L1} 、 ϵ_{L2} は除去され、基準発振器5や第2局部発振器の電圧制御発振器21の精度が低くてもそれらの発振周波数の周波数安定度は高くなり、よって第2中間周波信号の周波数安定度も高いものとなる。また、この基準発振器5の出力に基づき作成される送信側の搬送波周波数も高安定化できる。

【0030】以上のように、第2中間周波信号は真値の f_{IF2} に対して周波数偏差 Δf_{L2} だけずれた値となるが、第2局部発振器4で与える周波数偏差 Δf_{L2} は、混合器3の後段の復調回路での復調の際の誤り率を大きくしない程度の許容される範囲の大きさに設定されているので、復調動作には影響を与えない。

【0031】一方、第2局部発振器4での位相比較のための周波数は従来の5kHzからkHzに上げることができ、その周波数同期時間が高速になり、その結果、第2局部発振器4の位相同期ループ内の電圧制御発振器41として、VCOの代わりに、SAW形電圧制御発振器などの短期安定度が比較的悪いが、ゲインが高く、しかも回路の小型化が可能な発振器を用いることができる。

【0032】本発明の実施にあたっては種々の変形形態が可能である。例えば上述の実施例では本発明をダブルスーパーヘテロダイン受信方式の受信機に適用した場合について述べたが、本発明はこれに限られるものではなく、例えば通常の1段構成のスーパーヘテロダイン受信方式の受信機に適用してもよい。この場合も、局部発振器としては位相同期ループ構成のものが用いられ、その発

振周波数がAFC回路により制御される。

【0033】また本発明は、実施例のようなデジタル移動通信システムの受信機だけに限られるものではなく、一般の通信用の受信機にも勿論適用できるものである。

【0034】

【発明の効果】以上に説明したように、本発明によれば、受信機において位相同期ループ構成の局部発振器の周波数同期時間を高速化することができるようになり、それによりその位相同期ループに用いる電圧制御発振器としてSAW（表面弾性波）形の電圧制御発振器などのような短期安定度が比較的悪いが、ゲインが高く、しかも回路の小型化が可能な発振器を使用できるようになる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係る原理説明図である。

【図2】本発明の一実施例としての受信回路を示す図である。

【図3】実施例の受信回路における第2局部発振器の構成例を示す図である。

【図4】受信信号の周波数の高安定化を図った受信回路の例を示す図である。

【図5】図4の受信回路における第1局部発振器の構成例を示す図である。

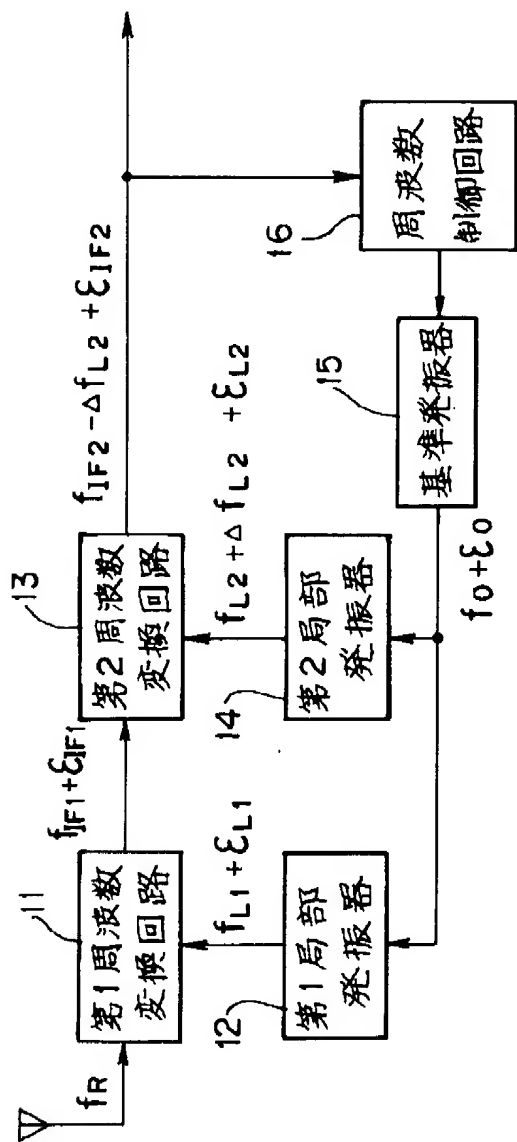
【図6】図4の受信回路における第2局部発振器の構成例を示す図である。

【符号の説明】

- 1 第1中間周波数変換用の混合器
- 2 第1局部発振器
- 3 第2中間周波数変換用の混合器
- 4、4' 第2局部発振器
- 5 基準発振器
- 6 自動周波数制御回路
- 21 電圧制御発振器
- 22 可変分周器
- 23、43 位相比較器
- 24、42、44 分周器
- 25、45 積分器
- 41 SAW電圧制御発振器
- 41' 電圧制御形水晶発振器（VCO）

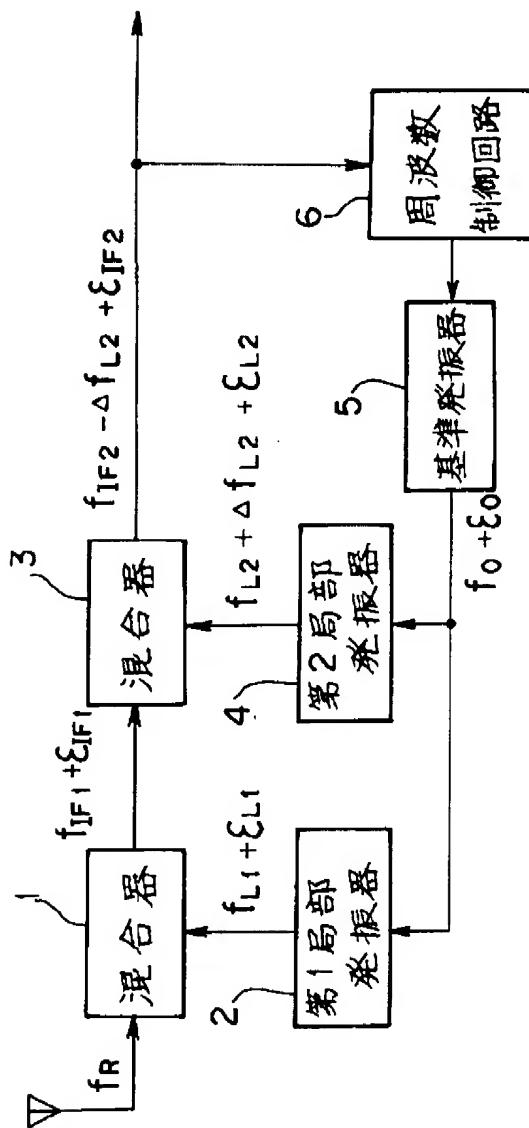
【図1】

本発明に係る原理説明図



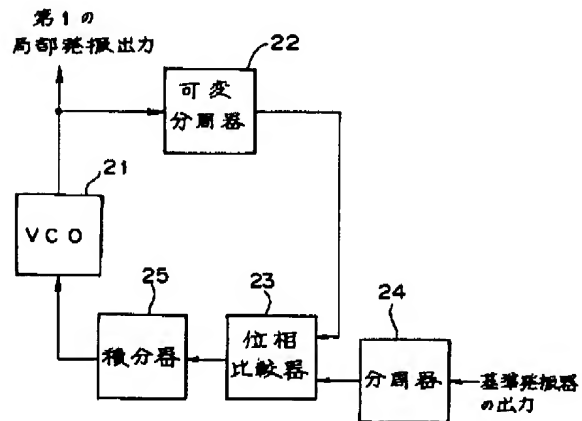
【図2】

本発明の実施例



【図5】

第1局部発振器の構成例



【図6】

第2局部発振器の構成例

